

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-78107

(P2000-78107A)

(43) 公開日 平成12年3月14日 (2000.3.14)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マ-ト* (参考)
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A
H 0 4 B 1/76		H 0 4 B 1/76	
	7/005		7/005
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 1/00	B

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平10-249559

(22) 出願日 平成10年9月3日 (1998.9.3)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 津村 聡一

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74) 代理人 100065385

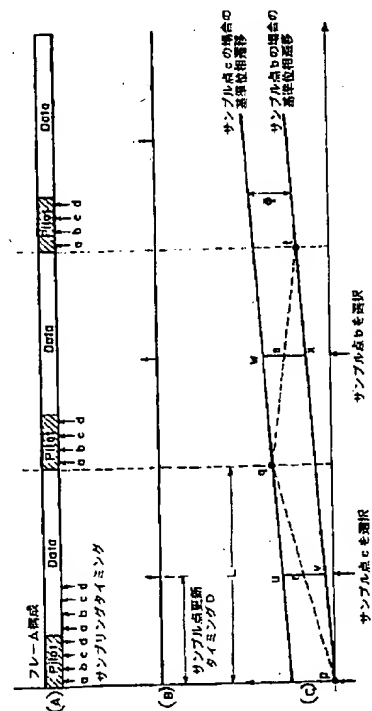
弁理士 山下 稔平

(54) 【発明の名称】 内挿同期検波方法と無線通信システム

(57) 【要約】

【課題】 パイロット内挿型同期検波方式の受信装置において、受信サンプリング点の更新に起因する復調誤りを軽減することを課題とする。

【解決手段】 位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波については、前記情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿することにより行い、前記情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において同期検波に使用する受信サンプル点タイミングを更新することを特徴とする。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、

前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波については、前記情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿することにより前記同期検波を行い、前記情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において前記同期検波に使用する受信サンプル点タイミングを更新することを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項2】 位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、

前記無線通信システムに用いる送受信回路の伝達関数をステップ状に変化させる際に、前記情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において前記送受信回路の伝達関数を変化させることを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項3】 請求項2に記載の内挿同期検波方法において、前記伝達関数のステップ状の変化が前記無線通信システムに用いる送受信部の利得レンジの切り換えによって起きることを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項4】 位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、

前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波について、受信側にて前記情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿する内挿手段と、

前記直線内挿された伝達関数の複素共役を用いて内挿同期検波を行う手段と、

前記受信信号を離散的にオーバーサンプルした結果からアイバターンが最も開くサンプル点を前記パイロットシンボルとパイロットシンボルの中間点において選択して、復調する処理手段と、を備えたことを特徴とする無線通信システム。

$$Z(k) = [(N-k)/N] Z_1 + [k/N] Z_2 \quad \dots (1)$$

により求めることができる。

【0004】 また、パイロット内挿型同期検波後のk番

$$S_k = [\alpha_i \times Z^*_{i,k} \times r_{i,k}] \text{ の } i=1 \text{ から } i=p \text{ まで積和算 } \dots (2)$$

となる。ただし、pはRAKE受信を行う遅延波数、 $\alpha_i$ はi番目の遅延波に対する重み係数、 $Z^*_{i,k}$ はi番目の遅延波に対して推定された係数 $Z_1$ 、 $Z_2$ に基いて推定されるi番目の遅延波の内挿で推定して一次内挿した係數位相の複素共役、 $r_{i,k}$ はi番目の遅延波の受信信号をそれぞれ逆拡散したものである。

【請求項5】 位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、

前記無線通信システムにおける送受信部の伝達関数をステップ状に変化させる伝達関数可変部と、

前記パイロットシンボルとパイロットシンボルの中間点において前記伝達関数可変部の伝達関数を変化させる伝達関数制御部と、を備えたことを特徴とする無線通信システム。

【請求項6】 請求項5に記載の無線通信システムにおいて、前記伝達関数可変部は、利得可変レンジを切り換えることの出来る利得可変部からなり、前記伝達関数制御部は利得制御部からなることを特徴とする無線通信システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、無線通信システムの伝送回路のパイロット内挿型の同期検波方法に関し、例えばパイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式等に用いることのできる内挿同期検波方法及び無線通信システムに関する。

## 【0002】

【従来の技術】 最近、パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式は、電波産業会 (ARIB: Association of Radio Industries and Businesses) により、移動通信方式の一つとして、RCS94-98「DS-SS-CDMAにおける内挿型同期検波RAKEの特性」に提案されている。

【0003】 パイロット内挿型同期検波は、情報信号の中に周期的又は定期的に第1及び第2の位相的に既知のパイロット信号を挿入してフレーム構成とし、この第1及び第2の既知のパイロット信号の区間で、マルチパス・レイリーフェージング等により変動している伝搬路を推定する。また、この第1及び第2の既知のパイロット信号で推定した係数(伝達関数)をそれぞれ $Z_1$ 、 $Z_2$ とし、Nシンボルからなる情報信号中kシンボル目の伝搬路を推定した係数(伝達関数) $Z(k)$ は、第1及び第2の既知の信号の係数 $Z_1$ 、 $Z_2$ を一次内挿することにより、

目の復調データ $S_k$ は、

【0005】 このように、逆拡散により、マルチパスによる影響を互いに分離できる場合には、式(2)に示すように、RAKE合成する前の逆拡散済みの信号ごとに、既知シンボルを用いた内挿同期検波を行うことが可能となる。

## 【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、マルチパスによる遅延差が、逆拡散により分離できる遅延差である $\pm 1$ chipよりも大きい場合には、内挿同期検波により各伝送路毎に同期検波を行うことができるが、マルチパスによる遅延差が、逆拡散により分離できる最小差である $\pm 1$ chipよりも小さい場合は、逆拡散済みの信号ごとに既知シンボルを用いた内挿同期検波を行うことは困難である。これは、遅延差が小さいと言っても、その伝送路の違いによる影響は独立であり、基本的にそれぞれ独自に伝送路推定を行う必要があることに起因する。

【0007】また、実際問題として、 $\pm 1$ chip以内の遅延差のマルチパス信号は、受信側において互いに符号間干渉を起こして受信され、この影響を取り除くことは一般に困難であり、スペクトラム拡散通信方式以外の一般無線通信方式のように簡単にマルチパスによる伝送路歪みの影響を取り除くことのできない方式と同じである。

【0008】このため、例えば $n$ 点（以下の説明では4点 $a \sim d$ で例示）でオーバーサンプリングされた受信信号から、一定周期ごとにその時々にも最も有利な（例えば、受信信号のアイパターンが最も開く）ように、1つの受信サンプル点を選択して、逆拡散及び内挿同期検波を行う場合、互いの遅延差が $\pm 1$ chip以内のマルチパスが存在する場合において、選択される受信サンプル点は変化し、かつそれぞれの受信サンプル点に対する伝送路の影響はほぼ独立であると見なせることから、正常に内挿同期検波を行うことが出来なくなる可能性がある。

【0009】さらに、一般に無線通信システムにおいて、受信される信号電力ダイナミックレンジはきわめて大きい。特に端末無線通信装置の受信部においては、その大きなダイナミックレンジを、利得がステップ状に変化する利得制御部と、連続に変化する利得制御部を組み合わせることにより実現する方法がある。一種の振幅レンジ切り替えを行うことにより、受信部全体の利得を広範囲かつ連続的に変化することを可能とするわけである。

【0010】しかしながら、利得を連続的に変化させている場合において、利得がステップ状に変化する利得制御部を切り換えることにより、レンジ切り替えを行う点において、受信機内での受信信号の位相回転量などが不連続な変化を受ける可能性がある。このことは、先に説明した、 $n$ 点でオーバーサンプリングされた受信信号から、一定周期ごとにその時々にも最も有利な（例えば、受信信号のアイパターンが最も開く）ように、1つの受信サンプル点を選択して、逆拡散及び内挿同期検波を行う場合と同様に、正常な内挿同期検波が出来なくなる可能性がある。以上の説明は受信部における利得変化を例にして説明したが、相手側の送信部においても同様であることは言うまでもない。

【0011】以上に説明した問題点を、図2を参照しながら詳しく説明する。図2（A）は内挿同期検波用のパ

イロットシンボルを含む受信フレーム及びオーバーサンプリングされるタイミングを示す。この例では、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$ の点による4倍オーバーサンプリングの場合を示している。さらに、図2（B）は復調に最も有利な（例えば、受信アイパターンが最も開くような）サンプリング点を、4倍オーバーサンプリングされた点から選択し直すタイミングを示してゐる。また、図2（C）は各サンプル点に対する基準位相点の遷移を示し、 $q-s$ を通る直線はサンプル点 $c$ における基準位相遷移を示し、 $r-t$ を通る直線はサンプル点 $b$ における基準位相遷移を示す。さらに、これらの直線の縦軸（位相）に対する差 $\Phi$ はサンプル点 $b$ に相当するタイミングで受信部に到達するパスとサンプル点 $c$ に相当するタイミングで受信部に到達するパスとの相対的な位相差を示す。

【0012】仮に、復調に最も有利なサンプリングタイミングが、サンプル点 $b-c-b$ と変化した場合を考える。従来は図2（B）に示すようにパイロットシンボルの直前（もしくは、直後）でサンプリングタイミングを更新していたので、それぞれの更新タイミングにおいて測定される基準位相は、 $p$ 、 $q$ 、 $t$ となる。

【0013】また、内挿同期検波を行うため、パイロットシンボルとパイロットシンボルの間における推定基準位相の遷移は、線分 $p-q$ 及び線分 $q-t$ で表される。この時、実際にサンプリングされている点における位相遷移は、線分 $p-r$ 及び線分 $q-s$ で示される。このことから、推定基準位相の誤差の積分値は、三角形 $pqr$ 及び $qst$ の面積で計算することが出来、それぞれ、 $(1/2) \cdot \Phi \cdot L$

である。従って、この面積分が誤差成分に合致して、直線内挿した推定する伝達関数の誤差が大きくなり、復調データの正確性が乏しくなってしまうという問題点を有している。

【0014】以上は、スペクトラム拡散通信方式の場合について説明しているが、逆拡散処理を除けば、スペクトラム拡散通信方式以外の内挿同期型通信システムに対しても同様である。

【0015】本発明は、内挿同期型の無線通信システムにおいて、送受信部の推定基準位相の誤差の積分値を小さくして、伝送路系の伝達関数の誤差を極力小さくして、復調データの正確性を高めることを課題とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明は、位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波については、前記情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿することにより行い、前記情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において同期検波に使用する受信サンプル点タイミン

グを更新することを特徴とする。

【0017】また、位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、前記無線通信システムに用いる送受信部のステップ状の利得制御を行う際に、前記情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において前記利得制御を行うことを特徴とする。

【0018】また、本発明は、位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波について、送信受信側にて前記情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿する内挿手段と、直線内挿された伝達関数の複素共役を用いて内挿同期検波を行う手段と、受信信号を離散的にオーバーサンブルし、必要なフィルタリング処理を行った結果からアイパターンが最も開くサンプル点を、前記パイロットシンボルとパイロットシンボルの中間点において選択して復調する処理手段とを備えたことを特徴とする。

【0019】また、位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、装置内部の伝達関数をステップ状に変化させ得る伝達関数可変部と、前記パイロットシンボルとパイロットシンボルの中間点において前記伝達関数可変部の伝達関数を変化させる伝達関数制御部を備えたことを特徴とする。

【0020】さらに、具体的には、上記説明の伝達関数可変部及び伝達関数制御部が、それぞれ利得可変レンジを切り換えることの出来る利得可変部及び利得制御部によってなることを特徴とする。

【0021】

【発明の実施の形態】本発明による実施形態について、図面を参照しつつ詳細に説明する。

【0022】【本発明の原理】図1(A)は内挿同期検波用のパイロットシンボルを含む受信フレーム及びオーバーサンプリングされるタイミングを示す。この例では、a, b, c, dの点による4倍オーバーサンプリングの場合を示している。さらに、図1(B)は復調に最も有利な(例えば、受信アイパターンが最も開くような)サンプリング点を、4倍オーバーサンブルされた点から選択し直すタイミングを示している。図1(c)は各サンプル点に対する基準位相点の遷移を示し、u-wを通る直線はサンプル点cにおける基準位相遷移を示し、v-xを通る直線はサンプル点bにおける基準位相遷移を示す。さらに、これらの直線の縦軸(位相)に対する差 $\Phi$ はサンプル点bに相当するタイミングで受信部に到達するパスとサンプル点cに相当するタイミングで受信部に

到達するパスとの相対的な位相差を示す。

【0023】仮に、復調に最も有利なサンプリングタイミングがb-c-bと変化した場合を考える。本発明では、従来は図2(B)で示したものと異なり、パイロットシンボルの直前からDだけ離れた時点で、サンプリングタイミングを更新するとする。この時、それぞれの更新タイミングにおいて測定される基準位相は、p, q, tとなる。

【0024】また、内挿同期検波を行うため、パイロットシンボルとパイロットシンボルの間における推定基準位相の遷移は線分p-q及び線分q-tで表される。この時、実際にサンプリングされている点における位相遷移は、線分p-v, u-q及び線分q-w, x-tで示される。このことから、推定基準位相の誤差の積分値は、三角形pvr, ruqの面積の和、及び三角形qws, sxtの面積の和で計算することが出来、差 $\Phi$ をサンプル点bに相当するpvxtに示す受信部に到達するパスとサンプル点cに相当するuqwに示す受信部に到達するパスとの相対的な位相差、Lをpilotとデータの1フレーム期間とすると、それぞれ推定基準位相の誤差の積分値は、

$$(1/2) \cdot \{ (\Phi/L) \cdot D \cdot D + (\Phi/L) \cdot (L - D) \cdot (L - D) \}$$

で与えられる。また、これらの三角形の面積は $D=L/2$ の時に最低となり、その時の推定基準位相の誤差の積分値である面積は、

$$(1/4) \cdot \Phi \cdot L$$

となる。

【0025】すなわち、パイロットシンボルとパイロットシンボルの間のちょうど真ん中の時点において、選択するサンプリング点の変更を行うことによって、直線内挿によって推定される基準位相(伝達関数)と真の基準位相との誤差を最小とすることが出来る。

【0026】さらに、このことは、任意の時点において生じる受信部内部の伝達関数の変化についても同様のことが言える。すなわち、受信部の利得レンジをステップ状に切り換えるなど、受信部内部の伝達関数を離散的に変化させた場合、当然基準とすべき位相も離散的に変化することになる。上記選択するサンプリング点の変更を行う場合の説明から容易に理解されるように、受信部内部の伝達関数を離散的に変化させる(例えば、ステップ状に利得レンジを切り換える)場合においても、パイロットシンボルとパイロットシンボルの間のちょうど真ん中の時点において行うことによって推定基準位相の誤差を最小とすることが出来る。また、このことは送信部における送信部内部の伝達関数を離散的に変化させる必要がある場合においても適用できることは自明である。

【0027】数式的に簡単に説明すれば、通信システムの推定される伝達関数 $Z(k)$ は、第1及び第2の所定パターンのパイロット信号の伝達関数を $Z_1, Z_2$ と

し、直線内挿である一次内挿することにより、

$$Z(k) = [(N-k)/N] Z_1 + [k/N] Z_2 \quad \dots (3)$$

により求めることができる。ここで、パイロット信号がNシンボルからなる情報信号で、kシンボル目の伝搬路を推定したものとされている。

$$S_k = [\alpha_i \times Z_{i,k} \times r_{i,k}] \text{ の } i=1 \text{ から } i=p \text{ までの積和算 } \dots (4)$$

となり、正確な復調データを出力することが可能となる。

【0029】ただし、この数式(4)は、スペクトラム拡散方式の伝搬に関するものであり、pはRAKE受信を行う遅延波数、 $\alpha_i$ はi番目の遅延波に対する重み係数、 $Z_{i,k}$ はi番目の遅延波に対して推定された伝達関数 $Z_1$ 、 $Z_2$ に基いて推定されるi番目の遅延波の内挿で推定して一次内挿した係数位相の複素共役、 $r_{i,k}$ はi番目の遅延波の受信信号をそれぞれ逆拡散したものである。

【0030】こうして、パイロットシンボルとパイロットシンボルの間の真ん中の時点において無線通信システムの送受信部内部の伝達関数を離散的に変化させることによって、伝送誤差を最小にできる。

【0031】[第1の実施形態] 図3に本発明の第1の実施形態の一つを示す。図3において、A/Dコンバータ10に入力される受信ベースバンド信号100は、不図示の送信部で、送信したいデータを送信変調段でBPSKやQPSK、FSK、QAM等の変調方式により変調され、高周波周波数に変換されて電力増幅されてアンテナから放射される。放射された送信信号は、複数の空間伝送路を経由して、移動機又は基地局の受信アンテナに捕捉され、受信部で高周波増幅段や帯域フィルター、ミキサー、中間周波数増幅段、検波手段のベースバンド復調段を経て、受信ベースバンド信号となるものである。従って、この受信ベースバンド信号100にはそれぞれの伝送系に従って、送信変調段からベースバンド復調段迄の経路で、その伝達関数は複雑な関数となっている。また、移動機を含む場合、その伝達関数も時々刻々変化しているので、複数シンボルの両端の所定パターンのパイロット信号に基づいて各シンボルの推定伝達関数を求めて、例えば図1で示したように、最も有利なサンプリングタイミングをb-c-bと変化させるものである。

【0032】図3において、上述した環境の下で、受信ベースバンド信号100はA/Dコンバータ10によりデジタルベースバンド信号110に変換される。続いて、デジタルベースバンド信号110は伝達関数内挿部20及び復調部40に入力される。伝達関数内挿部20は入力されるデジタルベースバンド信号110に含まれるパイロット部分を利用して、そこに至るまでの伝達関数を内挿処理により推定し、推定伝達関数120を出力する。さらに、推定伝達関数120は共役部30により複素共役信号150となる。一方、復調部40では、デ

【0028】こうして、パイロット内挿型同期検波後のk番目の復調データ $S_k$ は、

デジタルベースバンド信号110及び複素共役信号150を用いて、伝送路伝達関数の影響をキャンセルし、復調結果170を出力する。タイミング制御部50はサンプリングタイミング制御信号130、内挿処理制御信号140及び復調部制御信号160を出力することにより、各部の動作を制御する。この時、タイミング制御部50は、内挿処理制御信号140及びサンプリングタイミング制御信号130を用いて、図1で説明したサンプル点の更新を実現する。

【0033】なお、内挿同期検波としては、伝達関数内挿部20と共役部30と復調部40とから構成されており、内挿手段としては、伝達関数内挿部を意味しており、受信サンプル点タイミングの更新は主にA/Dコンバータ10に供給するサンプリングタイミング制御信号130を変更し、内挿処理制御信号140及び復調部制御信号160をも更新していることを意味している。

【0034】また、伝達関数内挿部20の推定される伝達関数をステップ状に変化させるのは、實際上直線的に連続して変化することは困難であるので、例えば0dBから直線的に20dBまで変化し、底を底上げして20dBから直線的に40dBまで変化し、順次60dB、80dB等と変化させることを意味している。また、送受信回路及び送受信部の伝達関数をステップ状に変化させるとは、受信ベースバンド信号を得る迄の伝送路系中、スルー回路を有する受信高周波増幅器の利得や位相等を電源オン・オフ動作でステップ的に動作させて、推定伝達関数を変化させることを意味している。

【0035】また、上述した従来の例では、図2で説明したパイロット信号のスタート点又は後段のパイロット信号のエンド点でサンプル点b、cに従った推定伝達関数の更新を行っていたのに対し、誤差確率が極めて小さくなった。

【0036】[第2の実施形態] さらに、図4に本発明の第2の実施形態の通信システムの受信部を示す。図4において、アンテナから受信した受信信号190は無線部70に入力される。不図示の移動機又は基地局における送信部では、送信したいデータを送信変調段でBPSKやQPSK、FSK、QAM等の変調方式により変調され、高周波周波数に変換されて電力増幅されてアンテナから放射される。放射された送信信号は、複数の空間伝送路を経由して、移動機又は基地局の受信アンテナに捕捉されて受信信号190が得られる。無線部70では、高周波増幅段や帯域フィルター、局部発振器、周波数変換用混合器、中間周波数増幅段、検波手段としての

ベースバンド復調段を備えており、ベースバンド復調段の出力が受信ベースバンド信号となるものである。

【0037】無線部70の出力である受信ベースバンド信号100には、それぞれの伝送系に従って、送信変調段からベースバンド復調段迄の経路で、その伝達関数は複雑な関数となっている。また、移動機を含む場合、その伝達関数も時々刻々変化しているため、予め定めた所定のパターンを有する受信側で、複数シンボルの両端の所定パターンのパイロット信号に基づいて各シンボルの推定伝達関数を求めて、図1で示したように、最も有利なサンプリングタイミングが $b-c-b$ と変化させるものである。

【0038】ここで、受信ベースバンド信号100は、A/Dコンバータ10によりデジタルベースバンド信号110に変換される。デジタルベースバンド信号110は伝達関数内挿部20及び復調部40に入力される。伝達関数内挿部20は入力されるデジタルベースバンド信号110に含まれるパイロット部分を利用して、そこに至るまでの伝達関数を、例えば上述の数式(3)の伝達関数 $Z_1$ 、 $Z_2$ を内挿処理により推定し、推定伝達関数120を出力する。さらに、推定伝達関数120は共役部30により複素共役信号150となる。

【0039】一方、復調部40では、デジタルベースバンド信号110及び複素共役信号150を用いて、伝送路伝達関数の影響をキャンセルし、送信データと一致する復調結果信号170を出力する。

【0040】また、タイミング制御部60はサンプリングタイミング制御信号130、内挿処理制御信号140及び復調部制御信号160を出力することにより、各部の動作を制御すると共に、無線部制御信号180を用いて無線部70の制御を行う。この時、タイミング制御部60は、伝達関数内挿部20への内挿処理制御信号140及びA/Dコンバータへのサンプリングタイミング制御信号130を用いて、図1で説明したサンプル点の更新を実現すると共に、同じタイミングで、無線部70に含まれる利得制御部の利得可変レンジを必要に応じて切り換える。

【0041】無線部70に含まれる利得制御部には、アンテナとのインピーダンスを整合する整合器、信号レベルを調節する可変減衰器、利得を変化できる高周波増幅部、受信帯域幅を変化できる可変帯域濾波器、利得を変化できる中間周波数増幅部等が含まれており、いずれかに無線部制御信号180を作用させることにより、利得レンジ及び/又は位相特性を変化させることができる。

【0042】

【発明の効果】本発明によれば、パイロットシンボルを

用いた内挿同期検波を行う際、推定基準位相誤差と復調誤りの間には相関関係があり、推定基準位相誤差が小さいほど、復調誤りも小さいことから、パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波については、情報信号の前後のパイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿することにより同期検波を行い、情報信号の前後のパイロットシンボルの中間点において同期検波に使用する受信サンプル点タイミングを更新することにより、再生データの誤り率を極力小さくできる。

【0043】また、図1に示した本発明によるサンプル点更新タイミングを $D=L/2$ とした場合の復調誤りは、図2に示したサンプル点更新タイミングの場合よりも小さくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】内挿同期検波用のパイロットシンボルを含む受信フレームと、同期検波に使用するサンプルの実実施形態による更新タイミング及び、その時の(同期検波用)基準位相に対する直線内挿による推定された伝達関数の誤差を示すグラフである。

【図2】内挿同期検波用のパイロットシンボルを含む受信フレームと、同期検波に使用するサンプルの従来の実施形態による更新タイミング及び、その時の(同期検波用)基準位相に対する直線内挿による推定された伝達関数の誤差を示すグラフである。

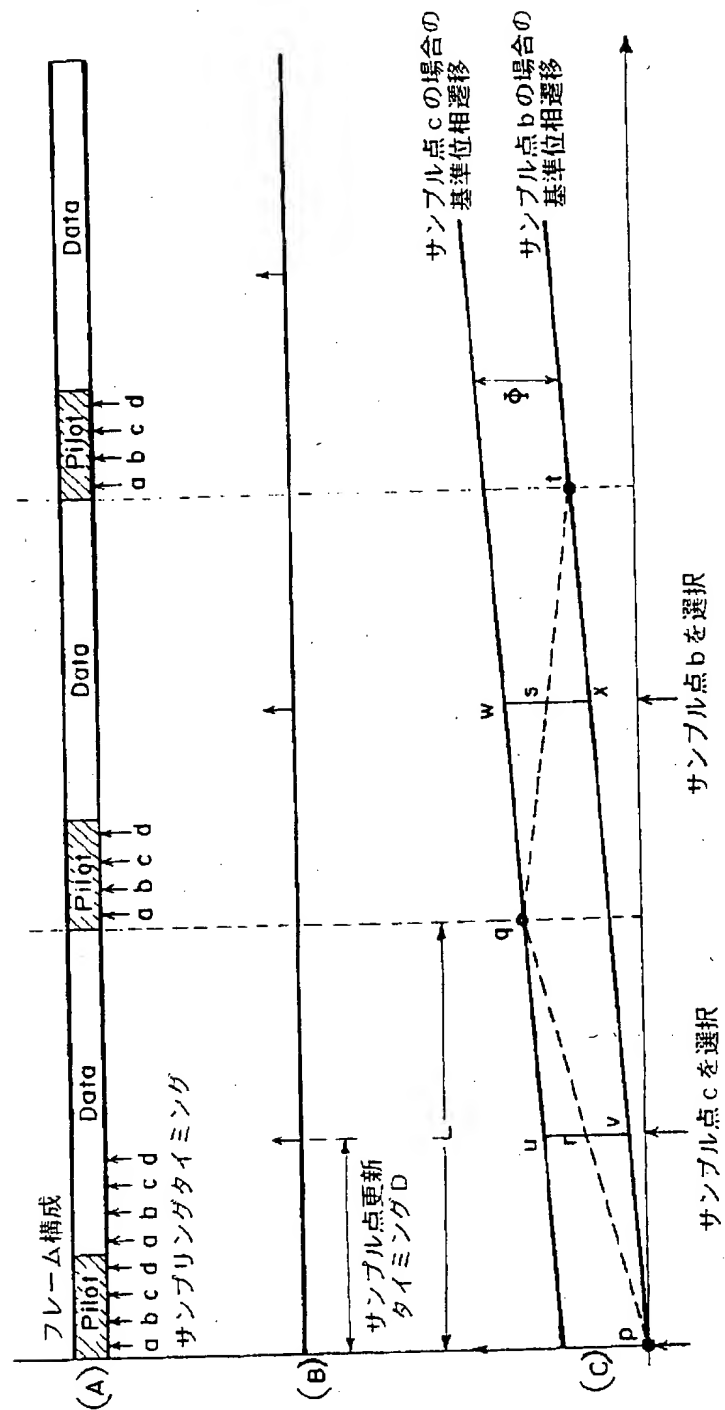
【図3】本発明及び従来によるパイロット内挿型同期検波方式の受信装置の第一のブロック図である。

【図4】本発明及び従来によるパイロット内挿型同期検波方式の受信装置の復調回路の第二のブロック図である。

【符号の説明】

- 10 A/Dコンバータ
- 20 伝達関数内挿部
- 30 共役部
- 40 復調部
- 50 タイミング制御部
- 60 タイミング制御部
- 70 無線部
- 100 受信ベースバンド信号
- 110 デジタルベースバンド信号
- 120 推定伝達関数
- 130 サンプリングタイミング制御信号
- 140 内挿処理制御信号
- 150 複素共役信号
- 160 復調部制御信号
- 170 復調結果信号

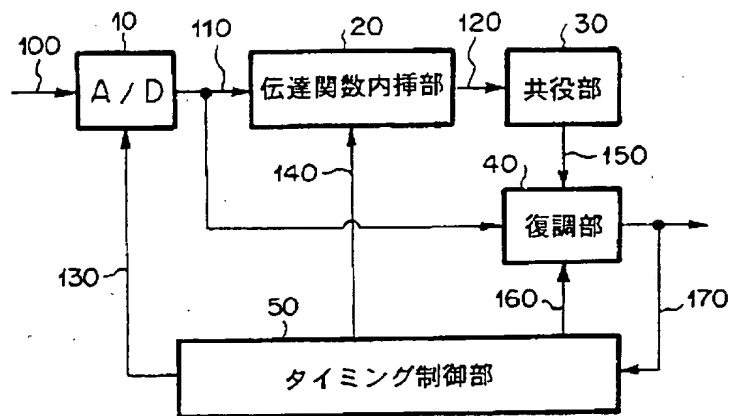
【図1】



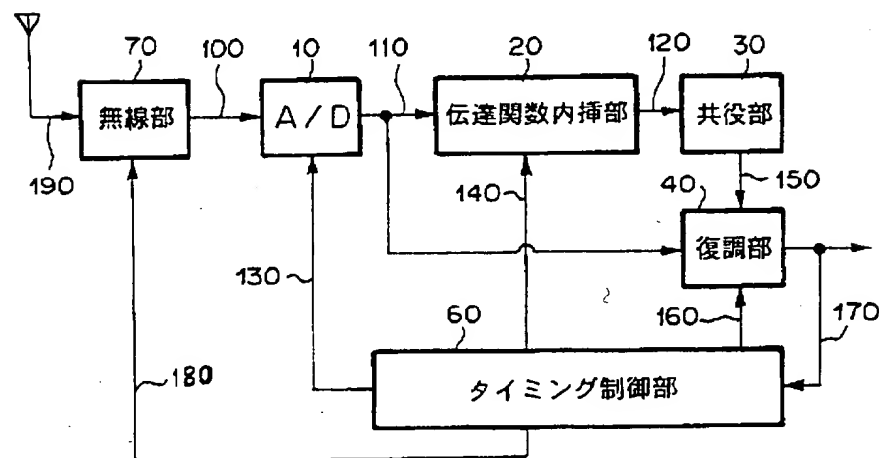




【図3】



【図4】



## 【手続補正書】

【提出日】平成11年10月25日(1999.10.25)

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波については、前記情報信号の前後の前記パイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿することに

より前記同期検波を行い、前記情報信号の前後の隣接する前記パイロットシンボルの中間点において前記同期検波に使用する受信サンプル点タイミングを更新することを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項2】 位相点が既知であるパイロットシンボルを情報信号に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおける内挿同期検波方法において、前記無線通信システムに用いる送受信回路の伝達関数をステップ状に変化させる際に、前記情報信号の前後の隣接する前記パイロットシンボルの中間点において前記送受信回路の伝達関数を変化させることを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項3】 請求項2に記載の内挿同期検波方法において、前記伝達関数のステップ状の変化が前記無線通信

システムに用いる送受信部の利得レンジの切り換えによって起きることを特徴とする内挿同期検波方法。

【請求項4】 位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、

前記パイロットシンボルで挟まれた前記情報信号の同期検波について、受信側にて前記情報信号の前後の前記パイロットシンボルから推定された伝達関数を直線内挿する内挿手段と、

前記直線内挿された伝達関数の複素共役を用いて内挿同期検波を行う手段と、

前記受信信号を離散的にオーバーサンプルした結果からアイパターンが最も開くサンプル点を前記情報信号の前後の隣接する前記パイロットシンボルの中間点において選択して、復調する処理手段と、を備えたことを特徴と

する無線通信システム。

【請求項5】 位相点が既知であるパイロットシンボルを所定ビットの情報信号の両端に定期的に挿入することによって、受信側での内挿同期検波を可能とする無線通信システムにおいて、

前記無線通信システムにおける送受信部の伝達関数をステップ状に変化させる伝達関数可変部と、

前記情報信号の前後の隣接する前記パイロットシンボルの中間点において前記伝達関数可変部の伝達関数を変化させる伝達関数制御部と、を備えたことを特徴とする無線通信システム。

【請求項6】 請求項5に記載の無線通信システムにおいて、前記伝達関数可変部は、利得可変レンジを切り換えることの出来る利得可変部からなり、前記伝達関数制御部は利得制御部からなることを特徴とする無線通信システム。